

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-243757  
 (43)Date of publication of application : 28.08.2002

(51)Int.Cl. G01P 15/09  
 H01L 41/08

(21)Application number : 2001-042130  
 (22)Date of filing : 19.02.2001

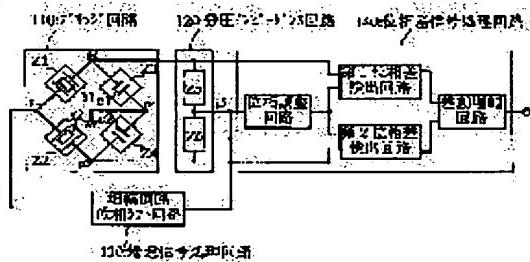
(71)Applicant : MURATA MFG CO LTD  
 (72)Inventor : YAMASHITA MUNEHARU

## (54) ACCELERATION SENSOR

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To construct a small-sized and low-priced acceleration sensor capable of detecting low-frequency acceleration or gravitational acceleration.

**SOLUTION:** A bridge circuit comprises two piezoelectric vibrators s1 and s2, on which acceleration exerts stresses in directions opposite to each other, and capacitors c1 and c2. A voltage-dividing impedance circuit is provided between nodes p2 and p3 of the bridge circuit. A signal at a voltage-dividing point p5 of the impedance circuit is fed back to a node p1 of the bridge circuit by a feedback signal processing circuit, thereby forming an oscillation circuit. The difference between the nodes p2 and p3 in the phases of oscillation outputs is detected by a phase-difference signal processing circuit and outputted as an acceleration detection signal.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 07.08.2002

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3514240

[Date of registration] 23.01.2004

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開 2002-243757

(P 2002-243757 A)

(43) 公開日 平成14年8月28日(2002.8.28)

(51) Int. C1.<sup>7</sup>  
G 01 P 15/09  
H 01 L 41/08

識別記号

F I  
G 01 P 15/09  
H 01 L 41/08

テマコト(参考)

Z

審査請求 未請求 請求項の数 8

O L

(全 1-1 頁)

(21) 出願番号 特願2001-42130(P2001-42130)

(22) 出願日 平成13年2月19日(2001.2.19)

(71) 出願人 000006231

株式会社村田製作所

京都府長岡市天神二丁目26番10号

(72) 発明者 山下 宗治

京都府長岡市天神二丁目26番10号 株式  
会社村田製作所内

(74) 代理人 100084548

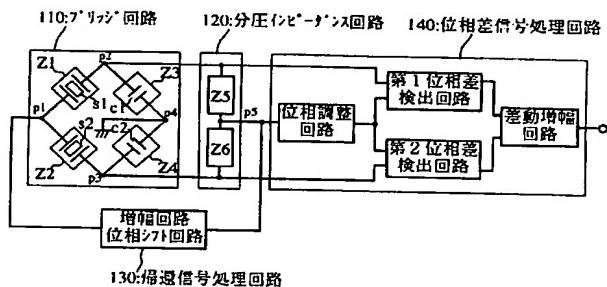
弁理士 小森 久夫

(54) 【発明の名称】 加速度センサ

(57) 【要約】

【課題】 低周波加速度や重力加速度の検出ができる、  
小型で安価な加速度センサを構成する。

【解決手段】 加速度によって加わる応力の方向が互いに逆である2つの圧電振動子 s1, s2とコンデンサC1, C2を含むブリッジ回路を構成し、接続点 p2とp3との間に分圧インピーダンス回路を設け、該分圧インピーダンス回路の分圧点 p5の信号を帰還信号処理回路によって接続点 p1に帰還させて発振回路を構成する。  
そして、接続点 p2とp3との発振出力位相差を位相差信号処理回路で検出して、これを加速度検出信号として出力する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 加速度によって加わる応力の方向が互いに逆である2つの圧電振動子(s1, s2)を備えた加速度センサであって、

前記圧電振動子(s1)を含むインピーダンス回路(Z1)、前記圧電振動子(s2)を含むインピーダンス回路(Z2)、コンデンサ(C1)を含む負荷インピーダンス回路(Z3)、およびコンデンサ(C2)を含む負荷インピーダンス回路(Z4)を備え、(Z1)・(Z2)を接続点(p1)に、(Z1)・(Z3)を接続点(p2)に、(Z2)・(Z4)を接続点(p3)に、(Z3)・(Z4)を接続点(p4)に、それぞれ接続し、接続点(p4)を基準電位としたブリッジ回路と、接続点(p2)と(p3)との間に設けた分圧インピーダンス回路と、

該分圧インピーダンス回路の分圧点(p5)の信号を接続点(p1)に帰還する帰還信号処理回路とによって発振回路を構成し、

接続点(p2)と(p3)との発振出力位相差を検出して加速度検出信号を出力する位相差信号処理回路を設けて成る加速度センサ。

【請求項2】 加速度によって加わる応力の方向が互いに逆である2つの圧電振動子(s1, s2)を備えた加速度センサであって、

前記圧電振動子(s1)を含むインピーダンス回路(Z1)、前記圧電振動子(s2)を含むインピーダンス回路(Z2)、コンデンサ(C1)を含む負荷インピーダンス回路(Z3)、およびコンデンサ(C2)を含む負荷インピーダンス回路(Z4)を備え、(Z1)・(Z2)を接続点(p4)に、(Z1)・(Z3)を接続点(p2)に、(Z2)・(Z4)を接続点(p3)に、(Z3)・(Z4)を接続点(p1)に、それぞれ接続し、接続点(p4)を基準電位としたブリッジ回路と、接続点(p2)と(p3)との間に設けた分圧インピーダンス回路と、

該分圧インピーダンス回路の分圧点(p5)の信号を接続点(p1)に帰還する帰還信号処理回路とによって発振回路を構成し、

接続点(p2)と(p3)との発振出力位相差を検出して加速度検出信号を出力する位相差信号処理回路を設けて成る加速度センサ。

【請求項3】 前記帰還信号処理回路は、前記分圧点の信号を増幅する増幅器と、帰還信号の位相をシフトさせる位相シフト回路とから構成した請求項1または2に記載の加速度センサ。

【請求項4】 前記分圧インピーダンス回路は、複数の抵抗を直列接続して成る抵抗分圧回路である請求項1、2または3に記載の加速度センサ。

【請求項5】 前記位相差信号処理回路は、前記分圧点(p5)の信号を基準信号とし、該基準信号と前記接続

点(p2)の信号との位相差を検出する第1の位相差検出回路と、前記基準信号と前記接続点(p3)の信号との位相差を検出する第2の位相差検出回路と、第1・第2の位相差検出回路の出力を差動増幅する差動増幅回路とから構成した請求項1～4のうちいずれかに記載の加速度センサ。

【請求項6】 前記位相差信号処理回路は、前記接続点(p1)の信号を基準信号とし、該基準信号と前記接続点(p2)の信号との位相差を検出する第1の位相差検出回路と、前記基準信号と前記接続点(p3)の信号との位相差を検出する第2の位相差検出回路と、第1・第2の位相差検出回路の出力を差動増幅する差動増幅回路とから構成した請求項1～4のうちいずれかに記載の加速度センサ。

【請求項7】 前記位相差信号処理回路は、前記帰還信号処理回路内の位相シフト回路と増幅回路との接続点(p6)の信号を基準信号とし、該基準信号と前記接続点(p2)の信号との位相差を検出する第1の位相差検出回路と、前記基準信号と前記接続点(p3)の信号との位相差を検出する第2の位相差検出回路と、第1・第2の位相差検出回路の出力を差動増幅する差動増幅回路とから構成した請求項1～4のうちいずれかに記載の加速度センサ。

【請求項8】 前記第1・第2の位相差検出回路に入力する、前記基準信号の位相を調整する位相調整回路を設けた請求項5、6または7に記載の加速度センサ。

【発明の詳細な説明】  
【0001】  
【発明の属する技術分野】この発明は、加速度によって

30 応力が加わる圧電振動子を備えた加速度センサに関するものである。

【0002】

【従来の技術】圧電振動子を備えた従来の加速度センサとして、

- ①特許第2780594号(振動子型加速度計)
- ②特開2000-266776(圧電式加速度センサ用増幅回路)
- ③特開2000-206139(圧電型加速度センサを備えた加速度検出装置)

40 ④特許第3072354号(振動子型加速度計)  
⑤特開平8-105912(加速度センサ)  
⑥特開平8-297138(圧電加速度センサ)  
が開示されている。以下、これらの公報番号を①～⑥の番号で示す。

【0003】一般に、圧電振動子を備えた加速度センサは、小型に構成できるため、種々の用途への適用性に優れ、利用価値が高い。

【0004】①の振動子型加速度計は、小型で表面実装可能な加速度センサとして実用化されており、HDD用衝撃センサ、エアバッグ用加速度センサに利用されてい

る。このように、加速度センサが電子機器に数多く利用され、その有用性が認識されるに伴い、地震計、傾斜センサ、ローテーション検出用加速度センサ等の新たな用途へも適用されようとしている。これに伴い、数Hz以下の低周波加速度や重力加速度の検出ができる、安価な加速度センサが望まれている。

#### 【0005】

【発明が解決しようとする課題】ところが、②や③は、①に開示されているセンサに利用できる低周波加速度検出回路であるが、高抵抗の抵抗器や特殊なオペアンプが必要であるため、IC化し難く、高コスト化するという問題があった。また、圧電効果により加速度信号を検出するので、重力加速度は原理的に検出できないという欠点があった。

【0006】④や⑤は、圧電効果を利用せず、加速度による圧電振動子の共振特性変化を検出するものであるため、重力加速度の検出が可能であるが、④は水晶振動子を応用したものであるため高コストであり、⑤はバイモルフ形圧電振動子を応用したものであるので、形状が大きいという問題があった。

【0007】そこで、低周波加速度や重力加速度の検出を可能するために、加速度によって加わる応力の方向が互いに逆である2つの圧電振動子を備え、共振型の回路を構成することが考えられる。この発明の加速度センサは、このような構造の圧電振動子を備えることを要件としているが、このような構造の圧電振動子に⑥や⑦に開示されている回路を単に適用すると、次のような問題が生じる。

【0008】・外付け抵抗のインピーダンスと圧電振動子のインピーダンスの比を信号としているため、共振周波数が高い場合、圧電振動子がもつ容量（加速度により変化しない成分）が作用し、インピーダンスが低くなる。このため、加速度により変化するインピーダンス成分の検出感度が低下する。

【0009】・振幅信号を増幅する方式であるが、数MHz～数十MHzの高周波電圧を正確に増幅するには、特殊な回路（能動素子）が必要であり、コストが嵩む。また、回路のIC化が困難となる。

【0010】・数MHz～数十MHzの高周波電圧を増幅するには、回路基板の寄生容量をコントロールしなくてはならない。このため、回路と素子を一体にして（モジュール構造）感度を調整しなくてはならない。素子単体のみでは、特性が保証できない。

【0011】・回路基板の寄生容量は、基板の汚れ、湿度、基板の変質に伴って変化する。このため、信頼性を確保するために、コーティングや気密封止パッケージ等が必要になる。

【0012】・加速度信号はAM変調波形となって出力される。高周波でのAM復調は高精度化するのが難しく、回路が複雑となる。

【0013】この発明の目的は、上述の種々の問題を解消し、低周波加速度や重力加速度の検出ができる、小型で安価な加速度センサを提供することにある。

#### 【0014】

【課題を解決するための手段】この発明の加速度センサは、加速度によって加わる応力の方向が互いに逆である2つの圧電振動子（s1, s2）を用いる。この圧電振動子（s1）を含むインピーダンス回路（Z1）、圧電振動子（s2）を含むインピーダンス回路（Z2）、コンデンサ（C1）を含む負荷インピーダンス回路（Z3）、およびコンデンサ（C2）を含む負荷インピーダンス回路（Z4）を備え、（Z1）・（Z2）を接続点（p1）に、（Z1）・（Z3）を接続点（p2）に、（Z2）・（Z4）を接続点（p3）に、（Z3）・（Z4）を接続点（p4）に、それぞれ接続し、接続点（p4）を基準電位としたブリッジ回路を構成し、接続点（p2）と（p3）との間に分圧インピーダンス回路を設け、該分圧インピーダンス回路の分圧点（p5）の信号を帰還信号処理回路によって接続点（p1）に帰還させて発振回路を構成する。そして、接続点（p2）と（p3）との発振出力位相差を位相差信号処理回路で検出して、これを加速度検出信号として出力するように構成する。

【0015】上記発振回路は、圧電振動子の共振周波数と反共振周波数間のインダクタンス特性とコンデンサによるLC共振系発振回路となる。この発振回路は静電容量の比較的大きなコンデンサが負荷となるので、回路基板の寄生容量の影響を受けにくい。そのため、コーティングや気密封止パッケージ等を使用しなくても高い信頼性が確保できる。また、素子単体のみでの特性も保証できる。

【0016】上記の構成によれば、感度が共振のQに比例して高くなるので、高周波による感度低下がない。そのため、小型の圧電振動子を用いても所定の検出感度が得られ、全体に小型化できる。

【0017】また、上記位相差信号処理回路は、位相変化を検出するので、2値論理回路で構成でき、高周波対応が容易となる。そのため低コストで回路のIC化が容易となる。

【0018】また、加速度を検出する発振回路のブリッジ回路および位相差信号処理回路がすべて差動型となるので、同相ノイズ成分や回路変動分がキャンセルできる。（IC化するとIC内部の各素子特性の相対バラツキが小さいので、より大きな効果が得られる。非常にIC化に適した回路構成である。）また、この発明の加速度センサは、上記の構成において、圧電振動子を含むインピーダンス回路と、コンデンサを含むインピーダンス回路とを交換したものとする。この場合にも、上述した効果が得られる。

【0019】前記帰還信号処理回路は、前記分圧点の信

号を増幅する増幅器と、帰還信号の位相をシフトさせる位相シフト回路とから構成する。

【0020】また、前記分圧インピーダンス回路は、複数の抵抗を直列接続して構成する。

【0021】前記位相差信号処理回路は、前記分圧点(p5)の信号を基準信号とし、該基準信号と前記接続点(p2)の信号との位相差を検出する第1の位相差検出回路と、前記基準信号と前記接続点(p3)の信号との位相差を検出する第2の位相差検出回路と、第1・第2の位相差検出回路の出力を差動増幅する差動増幅回路とから構成する。

【0022】また、前記位相差信号処理回路は、前記接続点(p1)の信号を基準信号とし、該基準信号と前記接続点(p2)の信号との位相差を検出する第1の位相差検出回路と、前記基準信号と前記接続点(p3)の信号との位相差を検出する第2の位相差検出回路と、第1・第2の位相差検出回路の出力を差動増幅する差動増幅回路とから構成する。

【0023】また、前記位相差信号処理回路は、前記帰還信号処理回路内の位相シフト回路と増幅回路との接続点(p6)の信号を基準信号とし、該基準信号と前記接続点(p2)の信号との位相差を検出する第1の位相差検出回路と、前記基準信号と前記接続点(p3)の信号との位相差を検出する第2の位相差検出回路と、第1・第2の位相差検出回路の出力を差動増幅する差動増幅回路とから構成する。

【0024】また、この発明の加速度センサは、前記第1・第2の位相差検出回路に入力する箇所に位相調整回路を設けて、前記基準信号の位相を調整する。

【0025】

【発明の実施の形態】第1の実施形態に係る加速度センサの全体の構成を、図1を参照して説明する。図1は加速度センサ全体のブロック図である。この加速度センサは、ブリッジ回路110、分圧インピーダンス回路120、帰還信号処理回路130および位相差信号処理回路140で構成している。

【0026】ブリッジ回路110は、圧電振動子s1を含むインピーダンス回路Z1、圧電振動子s2を含むインピーダンス回路Z2、コンデンサC1を含む負荷インピーダンス回路Z3、およびコンデンサC2を含む負荷インピーダンス回路Z4を備え、Z1・Z2を接続点p1に、Z1・Z3を接続点p2に、Z2・Z4を接続点p3に、Z3・Z4を接続点p4に、それぞれ接続し、接続点p4を基準電位としている。

【0027】分圧インピーダンス回路120は、インピーダンスz5とz6の直列回路で構成している。この分圧インピーダンス回路120の両端は、接続点p2とp3に接続している。

【0028】帰還信号処理回路130は増幅回路と位相シフト回路を備えている。この帰還信号処理回路130

は、分圧インピーダンス回路の分圧点p5の信号を接続点p1へ帰還する。

【0029】上記ブリッジ回路110、分圧インピーダンス回路120、および帰還信号処理回路130によって発振回路を構成している。すなわち、ブリッジ回路110が発振回路の共振回路系を成し、帰還信号処理回路130が共振信号を共振回路系へ正帰還して発振状態を維持する。換言すると、帰還信号処理回路130の増幅回路の増幅率および位相シフト回路の位相シフト量を、

10 発振条件を満足するように定める。

【0030】圧電振動子s1とs2は、加速度によって、その一方に圧縮応力が加わると他方に引張応力が加わるように構成している。また、加速度が印加されない場合には、s1とs2の共振特性がほぼ同じとなるよう特性を揃えている。この圧電振動子の構造については後述する。

【0031】位相差信号処理回路140は、位相調整回路、第1・第2の位相差検出回路、および差動増幅回路から構成している。位相調整回路は、分圧インピーダン

20 斯回路120の分圧点の信号を位相調整する。第1の位相差検出回路は、位相調整回路の出力信号を基準信号として、この基準信号とブリッジ回路110の接続点p2の信号との位相差を電圧信号に変換する。また、第2の位相差検出回路は、上記基準信号とブリッジ回路110の接続点p3の信号との位相差を電圧信号に変換する。差動増幅回路は、第1・第2の位相差検出回路の出力電圧を差動増幅する。

【0032】次に、前記圧電振動子の構成を図2～図4を参照して説明する。図2は、前記圧電振動子の全体の

30 斜視図、図3はその分解斜視図、図4は図3における要部の更なる分解斜視図である。この圧電振動子sは、前記s1、s2を一体化したものである。この圧電振動子sは、2個の加速度検出素子2、3を絶縁性セラミック等からなる絶縁ケース5、6内に両持ち梁構造で収納支持している。この例では、加速度検出素子2、3はユニモルフ型検出素子である。短冊形状の圧電セラミック板の表裏両面にそれぞれ電極21、22および31、32を形成した共振子20、30を、それぞれベース板23、33の一面に接着や半田付け等により接合することにより一体化している。この共振子20、30は、共にエネルギー閉じ込め型厚みすべり振動モードの共振子であり、共振子20、30の長さ方向に分極している。表裏面の電極21、22および31、32は、一端部を共振子20、30の中央部で対向させ、他端部を共振子20、30の異なる端部へ引き出している。

【0033】ベース板23、33は共振子20、30と同一長さ、同一幅に形成された絶縁板であり、ユニモルフ型加速度検出素子2、3の加速度の作用に伴う曲げ中性面が、共振子20、30とベース板23、33との接合面よりベース板23、33側になるように設定してい

る。ベース板23, 33は、共振子20, 30より曲げ剛性の高い材料で構成している。また、このベース板23, 33は、質量体（重り）として機能させるため質量をなるべく大きなものとしている。ベース板23, 33の共振子20, 30との対向面には、共振子20, 30の閉じ込め振動の範囲より広くかつ加速度によって撓む範囲より小さな空隙を形成するための凹部23a, 33aを形成している。これにより、共振子20, 30の閉じ込め振動が拘束されず、且つ加速度によって共振子20, 30とベース板23, 33とが一体に撓むようにしている。

【0034】上記2個のユニモルフ型加速度検出素子2, 3は、共振子20, 30が互いに相反方向を向き、且つ加速度Gの印加方向にそれぞれ独立して撓み得るように、長手方向両端部を、スペーサ層である接着層4を介して対面接合している。加速度検出素子2, 3の加速度Gの印加方向の外側面は、左右一対のケース部材5, 5によって覆っている。ケース部材5はコ字形断面形状に形成しており、その両端突出部5aを加速度検出素子2, 3の両端部外側面（共振子20, 30の露出面）に接着固定している。そのため、ケース部材5と加速度検出素子2, 3との間には、ケース部材5の凹部5bによって、加速度Gに伴い加速度検出素子2, 3が撓み得る空間を形成している。

【0035】また、加速度検出素子2, 3とケース部材5とで形成される上下の開放面を上下一対のカバー部材6, 6によって覆っている。カバー部材6の内面には、加速度検出素子2, 3との接触を防止するための凹部を形成していて、その外周部を開放面に接着固定している。そのため、加速度検出素子2, 3の加速度Gによる変位部分は、ケース部材5およびカバー部材6によって完全に密閉している。

【0036】次に、具体的な加速度センサの回路と、その動作について、図5～図8を参照して説明する。図5は加速度センサの回路図である。この例では、分圧インピーダンス回路120を、抵抗R1, R2の直列回路で構成し、帰還信号処理回路130は、インバータIC1、抵抗R3, R4、およびコンデンサC3で構成している。ここで、抵抗R4はインバータの動作点を決めるフィードバック抵抗である。このインバータIC1とフィードバック抵抗R4によって増幅回路を構成している。コンデンサC3と抵抗R3は位相シフト回路を構成している。この位相シフト回路で、ブリッジ回路110による共振回路への帰還信号の位相を調整している。すなわち、この位相シフト量によって発振ポイントを微調整している。

【0037】この例では、位相シフト回路をインバータIC1の出力側に設けたが、その入力側に設けてよい。また、位相を微調整しなくても安定した発振が維持できるなら、この位相シフト回路を省略してもよい。

【0038】上記帰還信号処理回路での位相シフト量は-200 [deg]、発振周波数は8 [MHz]に設定している。

【0039】圧電振動子s1, s2に加速度が印加されると、圧電振動子s1とs2への応力は互いに逆相に加わるので、振動子特性もそれぞれ逆相に変化する。ブリッジ回路110は、圧電振動子に対向する辺にコンデンサC1, C2を設けて構成しているので、加速度が印加されるとバランスが崩れ、圧電振動子s1とコンデンサC1の接続点の電圧(1)と、圧電振動子s2とコンデンサC2の接続点の電圧(3)に差異が生じる。

【0040】電圧(1)と電圧(3)との位相関係差は、加速度にほぼ比例することを実験により確かめている。すなわち、電圧(1)と電圧(3)の位相差は加速度の大きさを表すことになる。

【0041】第1の位相差検出回路141は、エクスクルーシブORゲートIC5、インバータIC4、抵抗R6、およびコンデンサC5から構成している。後述するように、エクスクルーシブORゲートIC5とインバータIC4によって、入力信号の位相差に応じてデュエティの変化する信号を生成し、R6, C5がその信号を平滑する。これにより、入力信号の位相差に対応した電圧信号を出力する。

【0042】第2の位相差検出回路142についても、その構成は第1の位相差検出回路141と同様であり、エクスクルーシブORゲートIC7、インバータIC6、抵抗R7、およびコンデンサC6から構成していて、入出力信号の位相差に対応した電圧信号を出力する。

【0043】位相調整回路143は、インバータIC2, IC3、抵抗R5、およびコンデンサC4から構成している。このR5, C4の時定数によって位相シフト量を定めている。この位相シフト量は、第1・第2の位相差検出回路141, 142が安定に動作するように、基準信号の位相をずらす。加速度が印加されていない状態では、電圧(4)と電圧(5)の位相差、および、電圧(6)と電圧(5)の位相差は等しく90 [deg]になるよう設定している。

【0044】差動增幅回路144は、増幅回路IC8, IC9, IC10, IC11およびそれらの動作点および利得を定める複数の抵抗などから構成している。この差動增幅回路144は、第1の位相差検出回路141の出力電圧(9)と第2の位相差検出回路142の出力電圧(10)を差動增幅して出力電圧(11)を出力する。その際、IC11は、その出力電圧分だけ、増幅回路IC10の基準電圧をオフセットする。すなわち、抵抗R16の調整により上記オフセット量を定め、差動增幅回路の平衡が正しくとられるように定め、これにより、加速度に比例した電圧信号を出力させる。

【0045】図6は、電圧信号(1)～(3)の波形図であ

る。(A) は加速度が印加されていない状態である。このとき、圧電振動子 s<sub>1</sub>, s<sub>2</sub> が同じ特性があるので、電圧信号(1)～(3) は同一波形（同一位相）となる。

(B) は加速度が印加されている場合の例である。加速度が印加されると、基準である電圧信号(2)に対する電圧信号(1) の位相が進み、電圧信号(2) に対する電圧信号\*

$$Y_a(t) = A \times \cos(\omega t + \theta(t)) \quad \dots [式1]$$

$$Y_b(t) = A \times \cos(\omega t - \theta(t)) \quad \dots [式2]$$

$$R(t) = \{Y_a(t) + Y_b(t)\} / 2$$

$$= A \times \cos \omega t \times \cos \theta(t) \quad \dots [式3]$$

ここで、A は振幅、 $\omega$  は発振角周波数、t は時間、 $\theta(t)$  は加速度によって生じる位相変化の時間関数である。

【0048】[式1]、[式2] から、電圧信号(1)、(3) は、加速度により位相変調されることが分かる。また、[式3] から、電圧信号(2) は加速度により振幅変調され、位相の変化は生じないことが分かる。

【0049】図7において、(A) は加速度が印加されていない場合、(B) は加速度が印加されている場合についてそれぞれ示している。電圧信号(4) は、図5における電圧信号(1) を第1の位相差検出回路141の初段インバータIC4で波形整形したものである。同様に、電圧信号(6) は電圧信号(3) を第2の位相差検出回路142の初段インバータIC6で波形整形したものである。電圧信号(5) は電圧信号(2) を位相調整した波形である。

【0050】エクスクルーシブORゲートを利用した位相比較回路は、比較波形の位相を予め90度ずらしておく必要があるので、位相調整回路143は、加速度が印加されていない状態の位相差が90度になるように、図7に示すように電圧信号(2)の位相を調整している。電圧信号(7) は第1の位相差検出回路141のエクスクルーシブORゲートIC5の出力、(8) は第2の位相差検出回路142のエクスクルーシブORゲートIC7の出力である。

【0051】加速度が印加された場合には、電圧信号(5) の位相に対して、電圧信号(4) の位相が進み、電圧信号(6) の位相が遅れるといった具合に、電圧信号(4) と電圧信号(6) の位相変化は互いに逆方向になる。電圧信号(7) と(8) の波形から分かるように、エクスクルーシブORゲートからの出力は、加速度によって出力波形のデューティ比が変化するPWM(パルス幅変調) 波形となる。

【0052】このPWM波形は、図5に示した位相差検出回路141, 142内のR6, C5による平滑回路で、およびR7, C6による平滑回路で、それぞれ平滑される。

【0053】図8は、上記電圧信号(9)～(11)の電圧変化を示している。ここで横軸は加速度、縦軸は電圧である。

\*号(3) の位相が遅れるといった具合に、それぞれ位相が逆方向に変化する。

【0046】電圧信号(1) を関数Y<sub>a</sub>(t)、電圧信号(2) を関数R(t)、電圧信号(3) を関数Y<sub>b</sub>(t) とすると、次の関係が成立つ。

【0047】

$$V_p1 = V_{cc} \times (\phi/\pi - \theta \times \alpha/\pi) \quad \dots [式4]$$

$$V_p2 = V_{cc} \times (\phi/\pi + \theta \times \alpha/\pi) \quad \dots [式5]$$

$$V_d = V_{cc} \times \beta \times (V_p2 - V_p1) + \gamma$$

$$= \beta \times V_{cc} \times (2 \times \theta \times \alpha/\pi) + \gamma \quad \dots [式6]$$

但し、

$$0 < \phi < \pi \quad \dots [式7]$$

$$0 \leq V_p1 \leq V_{cc} \quad \dots [式8]$$

$$0 \leq V_p2 \leq V_{cc} \quad \dots [式9]$$

である。ここで、 $\phi$  は位相調整回路の位相シフト量、 $\theta$  は加速度1G当たりの位相変化係数、 $\alpha$  は加速度、 $V_{cc}$  は電源電圧、 $\beta$  は差動増幅回路の回路ゲイン、 $\gamma$  は差動増幅回路の基準電圧 (= IC11の出力電圧) である。

【0056】この[式7]～[式9]が安定に成立つように、既に述べたように位相調整回路の位相シフト量 $\phi$ を90 [deg] ( $\pi/2$  [rad]) としている。また、この例では、 $\beta = 100$ 、 $V_{cc} = 5$  [V]、 $\gamma = V_{cc}/2$  としている。

【0057】なお、この第1の実施形態では、ブリッジ回路に圧電振動子とコンデンサのみを用いたが、これに限定するものではない。図1に示したインピーダンス回路Z1, Z2には圧電振動子のほかに、コンデンサ、抵抗、インダクタ、能動素子等が含まれていてもよい。また、インピーダンス回路Z3, Z4についても同様に、抵抗、インダクタ、能動素子等が含まれていてもよい。加速度が印加されていない状態のときに、

$$z_1 \times z_4 = z_2 \times z_3 \quad \dots [式10]$$

と見なせるように各定数が設定されていれば、上述した場合と同様に作用する。

【0058】次に、第2の実施形態に係る加速度センサの構成を図9、図10を参照して説明する。この図9に示す加速度センサは、図1に対比すれば明らかのように、ブリッジ回路110の構成を第1の実施形態とは変えている。すなわち、ブリッジ回路110は、圧電振動子s1を含むインピーダンス回路Z1、圧電振動子s2を含むインピーダンス回路Z2、コンデンサC1を含む負荷インピーダンス回路Z3、およびコンデンサC2を

含む負荷インピーダンス回路Z4を備え、Z1・Z2を接続点p4に、Z1・Z3を接続点p2に、Z2・Z4を接続点p3に、Z3・Z4を接続点p1に、それぞれ接続し、接続点p4を基準電位としている。その他の部分の構成は第1の実施形態の場合と同様である。

【0059】このように、圧電振動子同士の接続点を基準電位としたブリッジ回路を用いても第1の実施形態の場合と同様に作用し、同様の効果が得られる。但し、ブリッジ回路110、分圧インピーダンス回路120、および帰還信号処理回路130による発振回路が安定に発振するように、帰還信号処理回路130を図10に示すように構成している。

【0060】図10において、IC1、R3、R4、C3部分の構成は図5に示した帰還信号処理回路130と同様である。図10において、R17およびC8は位相シフト回路を構成していて、この帰還信号処理回路全体で-340 [deg] (=+20 [deg]) だけ位相をシフトさせる。なお、この図10に示した例では、帰還信号処理回路130の出力部にインバータIC12をバッファとして設けている。このバッファによって、ブリッジ回路110の回路構成によらずに、正確な位相シフト量を得ることができる。

【0061】次に、第3の実施形態に係る加速度センサの構成を図11を参照して説明する。図11に示す加速度センサは、帰還信号処理回路130の出力信号を位相調整回路143の入力に与えている。このような構成であっても、第1・第2の位相差検出回路141、142から、加速度の変化に応じた逆相関係の電圧信号を出力させることができる。

【0062】次に、第4の実施形態に係る加速度センサの構成を図12、図13を参照して説明する。図12に示す加速度センサは、帰還信号処理回路130内の位相シフト回路131の出力信号を位相調整回路143の入力に与えている。このような構成であっても、第1・第2の位相差検出回路141、142から、加速度の変化に応じた逆相関係の電圧信号を出力させることができる。

【0063】図13は帰還信号処理回路130の回路構成例を示している。この回路は既に説明した図10の回路と同様であり、所定の位相シフト信号を、回路の途中から取り出して、位相調整回路へ与えるようにしたものである。したがって、この帰還信号処理回路130における位相シフト量を適宜定めれば、位相調整回路143を省略してもよい。例えば、位相調整回路143が-90 [deg] だけ位相をシフトさせる必要があるときに、帰還信号処理回路の途中から-90 [deg] または-270 [deg] (=+90 [deg]) 前後ずれた信号を取り出せばよい。すなわち、この場合、位相調整回路143を省略して、帰還信号処理回路130の途中から取り出した信号を第1・第2の基準信号として直

接与えればよい。

【0064】次に、第5の実施形態に係る加速度センサの構成を図14、図15を参照して説明する。図14は図5に示したものとは異なる位相差検出回路の回路図である。これはR-Sフリップフロップを用いたものである。例えば図11に示した第1・第2の位相差検出回路に図14に示した回路を適用する場合、加速度が印加されていない状態で、位相差比較対象の信号に対して基準信号の位相が-180 [deg] または-540 [deg] (=+180 [deg]) だけずれていますように基準信号の位相を予め定めておく。

【0065】図15は、図14に示した回路を第1の位相差検出回路として設けた場合の例について示している。ここで、(1)は入力信号、QはR-SフリップフロップのQ出力である。図15の(A)は加速度が印加されていない状態、(B)は加速度が印加されている状態である。このように、基準信号に対する入力信号の位相差に応じてQ出力のデューティー比が変化する。図14に示したように、Q出力を抵抗とコンデンサにより平滑することによって、デューティー比に応じた、すなわち加速度に応じた電圧信号を出力する。

【0066】図11において、帰還信号処理回路130における位相シフト量が-200 [deg] であれば、これは上記基準信号の理想的な位相差-180 [deg] に近いので、図11における第1・第2の位相差検出回路に図14に示した回路を設ければ、位相調整回路143を省略することができる。

【0067】なお、各実施形態で示した加速度センサの発振回路は、圧電振動子を用い、しかも差動接続しているので、その周波数特性・位相特性ともに安定である。したがって、この発振回路の出力を外部に取り出して、他のロジック回路へのクロック信号として利用してもよい。これにより、専用のクロック信号発生回路を省略することができる。

#### 【0068】

【発明の効果】この発明によれば、加速度によって加わる応力の方向が互いに逆である2つの圧電振動子と2つのコンデンサを含むブリッジ回路を構成し、その平衡出力間に分圧インピーダンス回路を設け、該分圧インピーダンス回路の分圧点の信号を帰還信号処理回路によって接続点に帰還させて発振回路を構成し、ブリッジ回路の平衡出力間の発振出力位相差を検出して、これを加速度検出信号として出力するようにしたため、次のような効果を奏する。

【0069】発振回路は比較的静電容量の大きなコンデンサが負荷となるので、回路基板の寄生容量の影響を受けにくく、そのため、コーティングや気密封止パッケージ等を使用しなくても高い信頼性が確保できる。素子単体のみでの特性も保証できる。共振のQに比例して感度が高くなるので、高周波による感度低下がない。そのた

め、小型の圧電振動子を用いても所定の検出感度が得られ、全体に小型化できる。

【0070】位相差信号処理回路は、位相変化を検出するので、2値論理回路で構成でき、高周波対応が容易となる。そのため、圧電振動子を小型化して、例えば共振周波数を数MHz～数十MHzと高くしても、低コストで回路のIC化が容易となる。

【0071】また、この発明によれば、加速度を検出する発振回路のブリッジ回路および位相差信号処理回路をすべて差動型とすることにより、同相ノイズ成分や回路変動分がキャンセルできる。さらに、回路をIC化するとIC内部の各素子特性の相対バラツキが小さいので、より大きな効果が得られる。

【0072】また、この発明の加速度センサは、第1・第2の位相差検出回路に入力する箇所に位相調整回路を設けて、それらの基準信号の位相を調整することにより、位相差信号処理回路での、位相差に対する加速度検出結果の対応を最適化することができ、加速度検出精度を高めることができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】第1の実施形態に係る加速度センサの全体の構成を示すブロック図

【図2】圧電振動子の外観斜視図

【図3】圧電振動子の分解斜視図

【図4】圧電振動子の要部の分解斜視図

【図5】第1の実施形態に係る加速度センサの全体の回

#### 路図

【図6】同加速度センサの各部の波形図

【図7】同加速度センサの各部の波形図

【図8】位相差検出回路および差動增幅回路の出力電圧と加速度との関係を示す図

【図9】第2の実施形態に係る加速度センサの全体の構成を示すブロック図

【図10】同加速度センサにおける帰還信号処理回路の回路図

【図11】第3の実施形態に係る加速度センサの全体の構成を示すブロック図

【図12】第4の実施形態に係る加速度センサの全体の構成を示すブロック図

【図13】同加速度センサにおける帰還信号処理回路の回路図

【図14】第5の実施形態に係る加速度センサの位相差検出回路の構成を示す回路図

【図15】同位相差検出回路の波形図

#### 【符号の説明】

20 s, s<sub>1</sub>, s<sub>2</sub>—圧電振動子

2, 3—加速度検出素子

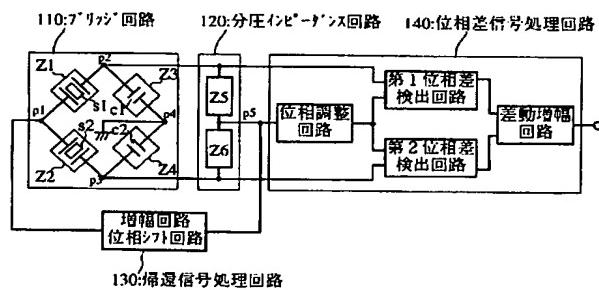
5—ケース部材

6—カバー部材

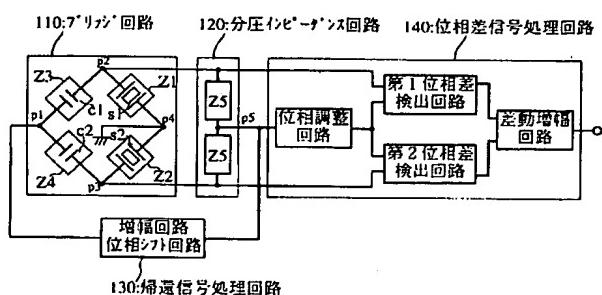
20, 30—共振子

23, 33—ベース板

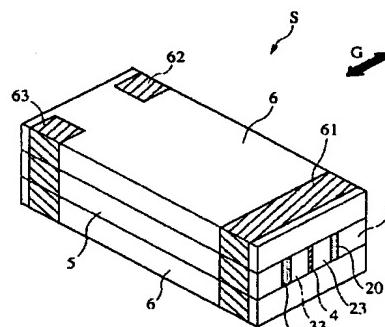
【図1】



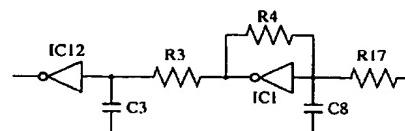
【図9】



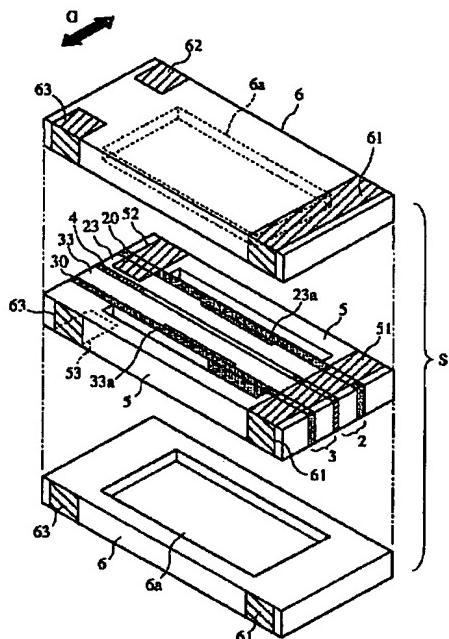
【図2】



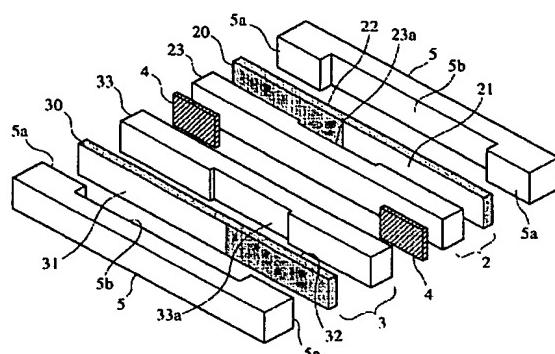
【図10】



【図3】

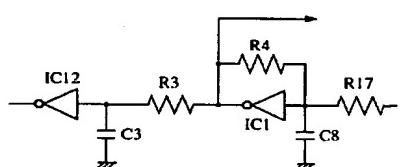


【図4】

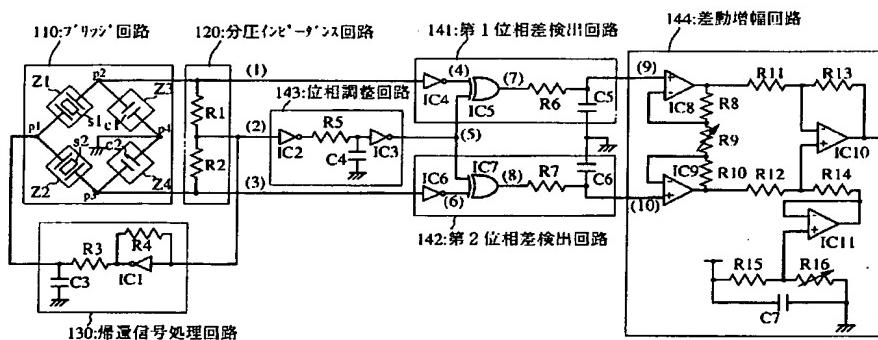


【図13】

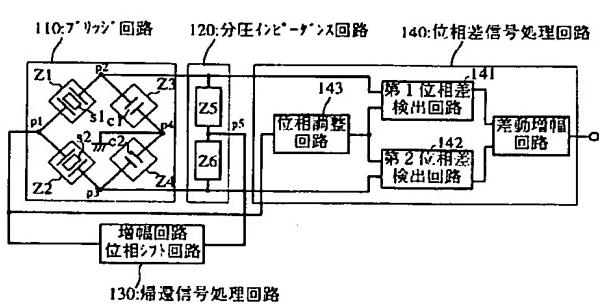
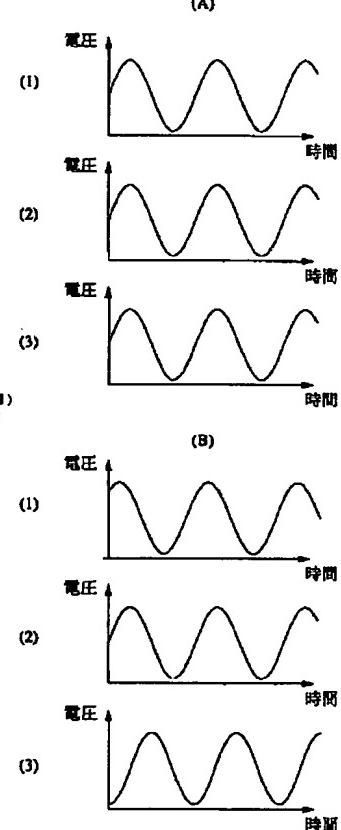
【図6】



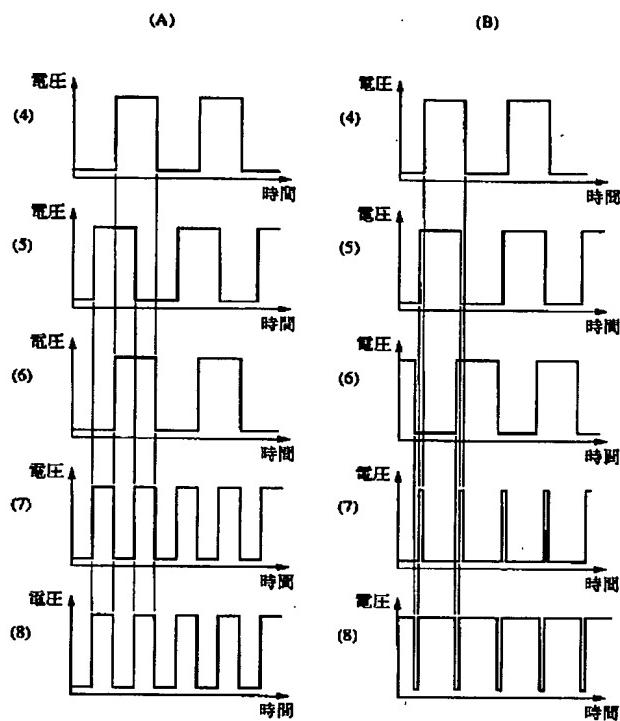
【図5】



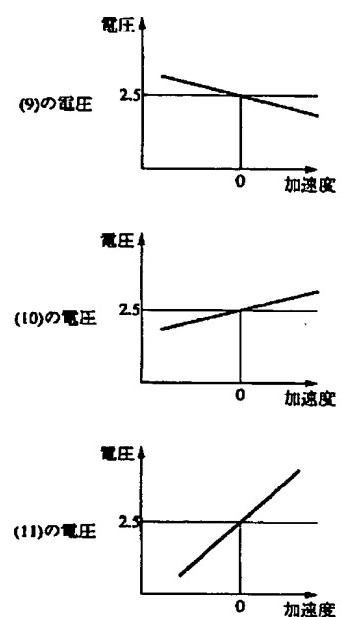
【図11】



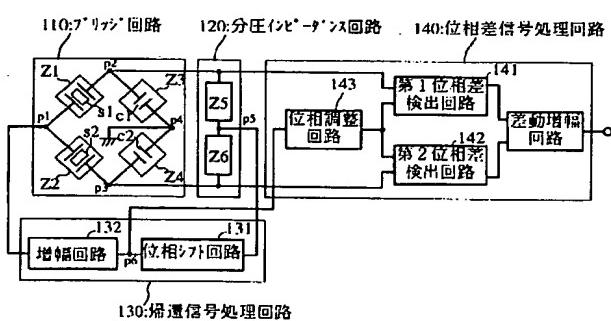
【図7】



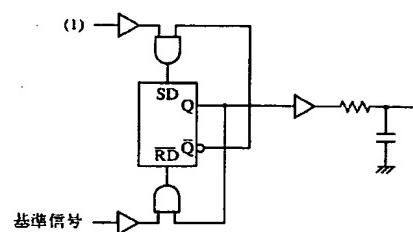
【図8】



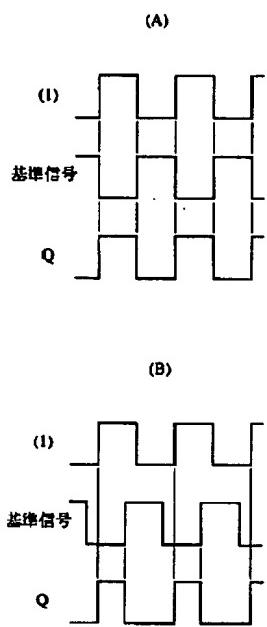
【図12】



【図14】



【図15】



# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-243757

(43)Date of publication of application : 28.08.2002

---

(51)Int.Cl. G01P 15/09

H01L 41/08

---

(21)Application number : 2001- (71)Applicant : MURATA MFG CO LTD  
042130

(22)Date of filing : 19.02.2001 (72)Inventor : YAMASHITA MUNEHARU

---

## (54) ACCELERATION SENSOR

### (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To construct a small-sized and low-priced acceleration sensor capable of detecting low-frequency acceleration or gravitational acceleration.

SOLUTION: A bridge circuit comprises two piezoelectric vibrators s1 and s2, on which acceleration exerts stresses in directions opposite to each other, and capacitors c1 and c2. A voltage-dividing impedance circuit is provided between nodes p2 and p3 of the bridge circuit. A signal at a voltage-dividing point p5 of the impedance circuit is fed back to a node p1 of the bridge circuit by a feedback signal processing circuit, thereby forming an oscillation circuit. The difference between the nodes p2 and p3 in the phases of oscillation outputs is detected by a phase-difference signal processing circuit and outputted as an acceleration

detection signal.

---

#### LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 07.08.2002

[Date of sending the examiner's  
decision of rejection]

[Kind of final disposal of application  
other than the examiner's decision of  
rejection or application converted  
registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3514240

[Date of registration] 23.01.2004

[Number of appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of requesting appeal against  
examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

\* NOTICES \*

JPO and NCIPI are not responsible for any  
damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
  2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
  3. In the drawings, any words are not translated.
-

## CLAIMS

---

[Claim(s)]

[Claim 1] It is the acceleration sensor which the direction of the stress added with acceleration equipped with two reverse piezoelectric transducers (s1, s2) of each other. The impedance circuit (Z1) containing said piezoelectric transducer (s1), the impedance circuit containing said piezoelectric transducer (s2) (Z2), It has a load-impedance circuit (Z3) containing a capacitor (C1), and a load-impedance circuit (Z4) containing a capacitor (C2). - (Z1) (Z3) for - (Z2) at a node (p1) (Z1) At a node (p2) The bridge circuit which connected - (Z4) at the node (p3), connected - (Z3) (Z4) at the node (p4), respectively, and made the node (p4) the reference potential, (Z2) A node (p2) and the partial pressure impedance circuit prepared between (p3), The acceleration sensor which prepares the phase contrast digital disposal circuit which constitutes an oscillator circuit, detects a node (p2) and the oscillation output phase contrast of (p3), and outputs an acceleration detecting signal by the return signal processing circuit which returns the signal of the partial pressure point (p5) of this partial pressure impedance circuit to a node (p1), and changes.

[Claim 2] It is the acceleration sensor which the direction of the stress added with acceleration equipped with two reverse piezoelectric transducers (s1, s2) of each other. The impedance circuit (Z1) containing said piezoelectric transducer (s1), the impedance circuit containing said piezoelectric transducer (s2) (Z2), It has a load-impedance circuit (Z3) containing a capacitor (C1), and a load-impedance circuit (Z4) containing a capacitor (C2). - (Z1) (Z3) for - (Z2) at a node (p4) (Z1) At a node (p2) The bridge circuit which connected - (Z4) at the node (p3), connected - (Z3) (Z4) at the node (p1), respectively, and made the node (p4) the reference potential, (Z2) A node (p2) and the partial pressure impedance circuit prepared between (p3), The acceleration sensor which prepares the phase contrast digital disposal circuit which constitutes an oscillator circuit, detects a node (p2) and the oscillation output phase contrast of (p3), and outputs an

acceleration detecting signal by the return signal processing circuit which returns the signal of the partial pressure point (p5) of this partial pressure impedance circuit to a node (p1), and changes.

[Claim 3] Said return signal processing circuit is the amplifier which amplifies the signal of said partial pressure point, and the acceleration sensor according to claim 1 or 2 constituted from a phase shift circuit to which the phase of a return signal is shifted.

[Claim 4] Said partial pressure impedance circuit is an acceleration sensor according to claim 1, 2, or 3 which is the resistance partial pressure circuit which carries out the series connection of two or more resistance, and changes.

[Claim 5] The 1st phase contrast detector which said phase contrast digital disposal circuit makes a reference signal the signal of said partial pressure point (p5), and detects the phase contrast of this reference signal and the signal of said node (p2), It is an acceleration sensor given in either among claims 1-4 constituted from the 2nd phase contrast detector which detects the phase contrast of said reference signal and signal of said node (p3), and a differential amplifying circuit which carries out the differential amplifier of the output of the 1st and 2nd phase contrast detector.

[Claim 6] The 1st phase contrast detector which said phase contrast digital disposal circuit makes the signal of said node (p1) a reference signal, and detects the phase contrast of this reference signal and the signal of said node (p2), It is an acceleration sensor given in either among claims 1-4 constituted from the 2nd phase contrast detector which detects the phase contrast of said reference signal and signal of said node (p3), and a differential amplifying circuit which carries out the differential amplifier of the output of the 1st and 2nd phase contrast detector.

[Claim 7] The 1st phase contrast detector which said phase contrast digital disposal circuit makes a reference signal the signal of the node (p6) of the phase shift circuit in said return signal processing circuit, and an amplifying circuit, and detects the phase contrast of this reference signal and the signal of said node

(p2), It is an acceleration sensor given in either among claims 1-4 constituted from the 2nd phase contrast detector which detects the phase contrast of said reference signal and signal of said node (p3), and a differential amplifying circuit which carries out the differential amplifier of the output of the 1st and 2nd phase contrast detector.

[Claim 8] The acceleration sensor according to claim 5, 6, or 7 which prepared the phase adjustment circuit which is inputted into said 1st and 2nd phase contrast detector, and which adjusts the phase of said reference signal.

---

[Translation done.]

\* NOTICES \*

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
  2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
  3. In the drawings, any words are not translated.
- 

## DETAILED DESCRIPTION

---

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the acceleration sensor equipped with the piezoelectric transducer which stress joins with acceleration.

[0002]

[Description of the Prior Art] As a conventional acceleration sensor equipped with the piezoelectric transducer, it is the \*\* patent No. (vibrator mold accelerometer) 2780594.

\*\* JP,2000-266776,A (amplifying circuit for piezo-electric type acceleration sensors)

\*\* JP,2000-206139,A (acceleration detection equipment equipped with the piezoelectric acceleration sensor)

\*\* Patent No. (vibrator mold accelerometer) 3072354

\*\* JP,8-105912,A (acceleration sensor)

\*\* JP,8-297138,A (piezo-electric acceleration sensor)

It \*\*\*\*\*. Hereafter, the number of \*\* - \*\* shows these official report numbers.

[0003] Generally, since the acceleration sensor equipped with the piezoelectric transducer can be constituted small, it is excellent in the applicability to various applications, and its utility value is high.

[0004] \*\* a vibrator mold -- the accelerometer is put in practical use as an acceleration sensor in which a surface mount is small and possible, and is used for the impact sensor for HDD, and the acceleration sensor for air bags. Thus, many acceleration sensors are used for electronic equipment, and the usefulness follows on being recognized and is going to be applied also to new applications, such as a seismometer, a dip sensor, and an acceleration sensor for rotation detection. In connection with this, a cheap acceleration sensor which can perform detection of the low frequency acceleration of several Hz or less or gravitational acceleration is desired.

[0005]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, although \*\* and \*\* were the low frequency acceleration detectors which can be used for the sensor currently indicated by \*\*, since the resistor and the special operational amplifier of high resistance were required, itwas [ IC-] hard toize and they had the problem of forming high cost. Moreover, since the piezo-electric effect detected the acceleration signal, gravitational acceleration had the fault of being theoretically undetectable.

[0006] \*\* Since \*\* was what does not use the piezo-electric effect but detects resonance characteristic change of the piezoelectric transducer by acceleration,

detection of gravitational acceleration was possible for it, but in order that \*\* might apply a quartz resonator, it was high cost, and since \*\* applied the bimorph form piezoelectric transducer, there was a problem that a configuration was large. [0007] Then, in order to enable detection of low frequency acceleration or gravitational acceleration, it is possible that the direction of the stress added with acceleration is equipped with two reverse piezoelectric transducers of each other, and constitutes the circuit of a resonance mold. Although it is making to equip the acceleration sensor of this invention with the piezoelectric transducer of such structure into requirements, if the circuit currently indicated by \*\* and \*\* is only applied to the piezoelectric transducer of such structure, the following problems will arise.

[0008] - Since the ratio of the impedance of external resistance and the impedance of a piezoelectric transducer is made into the signal, when resonance frequency is high, the capacity (component which does not change with acceleration) which a piezoelectric transducer has acts, and an impedance becomes low. For this reason, the detection sensitivity of an impedance component which changes with acceleration falls.

[0009] - Although it is the method which amplifies an amplitude signal, in order to amplify the high-frequency voltage of several MHz - dozens of MHz to accuracy, a special circuit (active element) is required and cost increases. Moreover, IC-ization of a circuit becomes difficult.

[0010] - In order to amplify the high-frequency voltage of several MHz - dozens of MHz, the parasitic capacitance of the circuit board must be controlled. For this reason, a circuit and a component must be made into one and sensibility (module structure) must be adjusted. A property cannot be guaranteed only with a component simple substance.

[0011] - The parasitic capacitance of the circuit board changes with deterioration of the dirt of a substrate, humidity, and a substrate. For this reason, in order to secure dependability, coating, a hermetic seal package, etc. are needed.

[0012] - An acceleration signal serves as an AM wave and is outputted. High-

degree-of-accuracy-izing is difficult for AM recovery by the RF, and it becomes complicated [ a circuit ].

[0013] The object of this invention is to offer the small and cheap acceleration sensor which solves above-mentioned various problems and can perform detection of low frequency acceleration or gravitational acceleration.

[0014]

[Means for Solving the Problem] The direction of stress where the acceleration sensor of this invention is added with acceleration uses two reverse piezoelectric transducers (s1, s2) of each other. The impedance circuit (Z1) containing this piezoelectric transducer (s1), the impedance circuit containing a piezoelectric transducer (s2) (Z2), It has a load-impedance circuit (Z3) containing a capacitor (C1), and a load-impedance circuit (Z4) containing a capacitor (C2). - (Z1) (Z3) for - (Z2) at a node (p1) (Z1) At a node (p2) - (Z3) (Z4) for - (Z4) at a node (p3) (Z2) At a node (p4) Connect, respectively and the bridge circuit which made the node (p4) the reference potential is constituted. A partial pressure impedance circuit is prepared between a node (p2) and (p3), the signal of the partial pressure point (p5) of this partial pressure impedance circuit is returned to a node (p1) by the return signal processing circuit, and an oscillator circuit is constituted. And a node (p2) and the oscillation output phase contrast of (p3) are detected by the phase contrast digital disposal circuit, and it constitutes so that this may be outputted as an acceleration detecting signal.

[0015] The above-mentioned oscillator circuit turns into LC resonance system oscillator circuit by the inductance property and capacitor between the resonance frequency of a piezoelectric transducer, and antiresonant frequency. Since the comparatively big capacitor of electrostatic capacity serves as a load, as for this oscillator circuit, it cannot be easily influenced of the parasitic capacitance of the circuit board. Therefore, high dependability is securable even if it uses neither coating nor a hermetic seal package. Moreover, the property only in a component simple substance can also be guaranteed.

[0016] According to the above-mentioned configuration, since sensibility

becomes high in proportion to Q of resonance, there is no sensibility lowering by the RF. Therefore, even if it uses a small piezoelectric transducer, predetermined detection sensitivity is obtained, and it can miniaturize in the whole.

[0017] Moreover, since the above-mentioned phase contrast digital disposal circuit detects a phase change, it can be constituted from a binary-logic circuit and it becomes easy to RF correspond it. Therefore, IC-ization of a circuit becomes easy by low cost.

[0018] Moreover, since all of the bridge circuit and phase contrast digital disposal circuit of an oscillator circuit which detect acceleration become a differential mold, a part for an inphase noise component or circuit fluctuation is cancellable. (Since the relative variation of each component property inside IC is small when it IC-izes, bigger effectiveness is acquired.) It is circuitry which was dramatically suitable for IC-ization. The acceleration sensor of this invention should exchange the impedance circuit containing a piezoelectric transducer, and the impedance circuit containing a capacitor in the above-mentioned configuration again. Also in this case, the effectiveness mentioned above is acquired.

[0019] Said return signal processing circuit consists of amplifier which amplifies the signal of said partial pressure point, and a phase shift circuit to which the phase of a return signal is shifted.

[0020] Moreover, said partial pressure impedance circuit carries out the series connection of two or more resistance, and constitutes it.

[0021] Said phase contrast digital disposal circuit makes a reference signal the signal of said partial pressure point (p5), and constitutes it from the 1st phase contrast detector which detects the phase contrast of this reference signal and the signal of said node (p2), the 2nd phase contrast detector which detects the phase contrast of said reference signal and signal of said node (p3), and a differential amplifying circuit which carries out the differential amplifier of the output of the 1st and 2nd phase contrast detector.

[0022] Moreover, said phase contrast digital disposal circuit makes the signal of said node (p1) a reference signal, and constitutes it from the 1st phase contrast

detector which detects the phase contrast of this reference signal and the signal of said node (p2), the 2nd phase contrast detector which detects the phase contrast of said reference signal and signal of said node (p3), and a differential amplifying circuit which carries out the differential amplifier of the output of the 1st and 2nd phase contrast detector.

[0023] Moreover, the 1st phase contrast detector which said phase contrast digital disposal circuit makes a reference signal the signal of the node (p6) of the phase shift circuit in said return signal processing circuit, and an amplifying circuit, and detects the phase contrast of this reference signal and the signal of said node (p2), It constitutes from the 2nd phase contrast detector which detects the phase contrast of said reference signal and signal of said node (p3), and a differential amplifying circuit which carries out the differential amplifier of the output of the 1st and 2nd phase contrast detector.

[0024] Moreover, the acceleration sensor of this invention establishes a phase adjustment circuit in the part inputted into said 1st and 2nd phase contrast detector, and adjusts the phase of said reference signal.

[0025]

[Embodiment of the Invention] The configuration of the whole acceleration sensor concerning the 1st operation gestalt is explained with reference to drawing 1 . Drawing 1 is the block diagram of the whole acceleration sensor. This acceleration sensor consists of the bridge circuit 110, a partial pressure impedance circuit 120, a return signal processing circuit 130, and a phase contrast digital disposal circuit 140.

[0026] A bridge circuit 110 is equipped with the impedance circuit Z1 containing a piezoelectric transducer s1, the impedance circuit Z2 containing a piezoelectric transducer s2, the load-impedance circuit Z3 containing Capacitor C1, and the load-impedance circuit Z4 containing a capacitor C2. Z1 and Z2 -- a node p1 -- Z2 and Z4 are connected at a node p3, Z3 and Z4 are connected to a node p4 for Z1 and Z3 at a node p2, respectively, and the node p4 is made into the reference potential.

[0027] The partial pressure impedance circuit 120 consists of series circuits of impedances z5 and z6. The ends of this partial pressure impedance circuit 120 are connected at nodes p2 and p3.

[0028] The return signal processing circuit 130 is equipped with the amplifying circuit and the phase shift circuit. This return signal processing circuit 130 returns the signal of the partial pressure point p5 of a partial pressure impedance circuit to a node p1.

[0029] The above-mentioned bridge circuit 110, the partial pressure impedance circuit 120, and the return signal processing circuit 130 constitute the oscillator circuit. That is, a bridge circuit 110 accomplishes the resonance circuit system of an oscillator circuit, the return signal processing circuit 130 carries out positive feedback of the resonance signal to a resonance circuit system, and an oscillation condition is maintained. A paraphrase determines that the amplification factor of the amplifying circuit of the return signal processing circuit 130 and the amount of phase shifts of a phase shift circuit satisfy an oscillating condition.

[0030] With acceleration, if compressive stress joins one of these, piezoelectric transducers s1 and s2 are constituted so that tensile stress may join another side. Moreover, when acceleration is not impressed, the property is arranged so that the resonance characteristic of s1 and s2 may become almost the same. About the structure of this piezoelectric transducer, it mentions later.

[0031] The phase contrast digital disposal circuit 140 consists of a phase adjustment circuit, the 1st and the 2nd phase contrast detector, and a differential amplifying circuit. A phase adjustment circuit carries out phase adjustment of the signal of the partial pressure point of the partial pressure impedance circuit 120. The 1st phase contrast detector changes the phase contrast of this reference signal and the signal of the node p2 of a bridge circuit 110 into a voltage signal by making the output signal of a phase adjustment circuit into a reference signal. Moreover, the 2nd phase contrast detector changes the phase contrast of the above-mentioned reference signal and the signal of the node p3 of a bridge

circuit 110 into a voltage signal. A differential amplifying circuit carries out the differential amplifier of the output voltage of the 1st and 2nd phase contrast detector.

[0032] Next, the configuration of said piezoelectric transducer is explained with reference to drawing 2 - drawing 4 . Drawing 2 is the further decomposition perspective view of an important section [ in / the perspective view of said whole piezoelectric transducer, and drawing 3 , and / in drawing 4 / drawing 3 ]. [ the decomposition perspective view ] This piezoelectric transducer s unifies said s1 and s2. This piezoelectric transducer s is carrying out receipt support of the two acceleration sensing elements 2 and 3 with doubly-supported beam structure into the insulating case 5 which consists of an insulating ceramic etc., and 6. In this example, the acceleration sensing elements 2 and 3 are uni-morph mold sensing elements. The resonators 20 and 30 which formed electrodes 21 and 22, and 31 and 32 in the front \*\*\*\* principal plane of a rectangular piezo-electric ceramic plate, respectively are unified by joining to the whole surface of the base plates 23 and 33 by adhesion, soldering, etc., respectively. Both these resonators 20 and 30 are resonators of the energy \*\*\*\*\* type thickness skid oscillation mode, and are polarized in the die-length direction of resonators 20 and 30. The electrodes 21 and 22 on the rear face of a table, and 31 and 32 make the end section counter in the center section of resonators 20 and 30, and they are pulling out the other end to the edge where resonators 20 and 30 differ.

[0033] The base plates 23 and 33 are electric insulating plates formed in the same die length as resonators 20 and 30, and the same width of face, and they are set up so that the bending neutral side accompanying an operation of the acceleration of the uni-morph mold acceleration sensing elements 2 and 3 may be from the plane of composition of resonators 20 and 30 and the base plates 23 and 33 on base plate 23 and 33 side. The base plates 23 and 33 consist of ingredients with flexural rigidity higher than resonators 20 and 30. Moreover, since these base plates 23 and 33 are operated as a mass object (weight), they make mass as big as possible. Resonators 20 and 30 shut up in an opposed

face with the resonators 20 and 30 of the base plates 23 and 33, and the crevices 23a and 33a for forming an opening smaller than the range which bends with acceleration more widely than the range of an oscillation are formed in it. By this, resonators 20 and 30 shut up, and an oscillation is not restrained, and he is trying for resonators 20 and 30 and the base plates 23 and 33 to bend in one with acceleration.

[0034] The two above-mentioned uni-morph mold acceleration sensing elements 2 and 3 are carrying out confrontation junction of the longitudinal direction both ends through the glue line 4 which is a spacer layer so that resonators 20 and 30 may bend the direction of repulsion independently in the impression direction of the sense and acceleration G mutually, respectively. The lateral surface of the impression direction of the acceleration G of the acceleration sensing elements 2 and 3 is covered by the case members 5 and 5 of a left Uichi pair. The case member 5 is formed in a KO typeface cross-section configuration, and is carrying out adhesion immobilization of the ends lobe 5a on the ends outside side face (exposed surface of resonators 20 and 30) of the acceleration sensing elements 2 and 3. Therefore, the space where the acceleration sensing elements 2 and 3 may bend in connection with acceleration G by crevice 5b of the case member 5 is formed in the question of the case member 5 and the acceleration sensing elements 2 and 3.

[0035] Moreover, the open field of the upper and lower sides formed by the acceleration sensing elements 2 and 3 and the case member 5 is covered by the covering members 6 and 6 of a vertical couple. Forming the crevice for preventing contact to the acceleration sensing elements 2 and 3 in the inner surface of the covering member 6, adhesion immobilization of the periphery section is carried out in the open field. Therefore, the displacement part by the acceleration G of the acceleration sensing elements 2 and 3 is thoroughly sealed by the case member 5 and the covering member 6.

[0036] Next, the actuation is explained to be the circuit of a concrete acceleration sensor with reference to drawing 5 - drawing 8 . Drawing 5 is the circuit diagram

of an acceleration sensor. The partial pressure impedance circuit 120 is constituted from a series circuit of resistance R1 and R2, and the return signal processing circuit 130 constitutes it from this example by Inverter IC1, resistance R3 and R4, and the capacitor C3. Here, resistance R4 is feedback resistance which determines the operating point of an inverter. This inverter IC 1 and feedback resistance R4 constitute the amplifying circuit. A capacitor C3 and resistance R3 constitute the phase shift circuit. The phase of the return signal to the resonance circuit by the bridge circuit 110 is adjusted in this phase shift circuit. That is, the oscillation point is finely tuned with this amount of phase shifts.

[0037] In this example, although the phase shift circuit was established in the output side of an inverter IC 1, you may prepare in that input side. Moreover, if the oscillation stabilized even if it did not tune a phase finely is maintainable, this phase shift circuit may be omitted.

[0038] The amount of phase shifts in the above-mentioned return signal processing circuit has set -200 [deg] and an oscillation frequency as 8 [MHz].

[0039] If acceleration is impressed to piezoelectric transducers s1 and s2, since the stress to piezoelectric transducers s1 and s2 will join an opposite phase mutually, a vibrator property also changes to an opposite phase, respectively. Since capacitors C1 and C2 are formed and constituted in the side which counters a piezoelectric transducer, if acceleration is impressed, balance will collapse, and a bridge circuit 110 is the electrical potential difference (1) of the node of a piezoelectric transducer s1 and a capacitor C1. Electrical potential difference of the node of a piezoelectric transducer s2 and a capacitor C2 (3) A difference arises.

[0040] Electrical potential difference (1) Electrical potential difference (3) The phase relation difference confirms by experiment that it is proportional to acceleration mostly. Namely, electrical potential difference (1) Electrical potential difference (3) Phase contrast will express the magnitude of acceleration.

[0041] The 1st phase contrast detector 141 consists of exclusive OR-gate IC5, an inverter IC 4, resistance R6, and a capacitor C5. The signal from which duty

changes with exclusive OR-gate IC5 and inverters IC 4 according to the phase contrast of an input signal is generated, and R6 and C5 carry out smoothness of the signal so that it may mention later. This outputs the voltage signal corresponding to the phase contrast of an input signal.

[0042] Also about the 2nd phase contrast detector 142, the configuration is the same as that of the 1st phase contrast detector 141, it constitutes from exclusive OR-gate IC7, an inverter IC 6, resistance R7, and a capacitor C6, and the voltage signal corresponding to the phase contrast of an I/O signal is outputted.

[0043] The phase adjustment circuit 143 consists of inverters IC2 and IC3, resistance R5, and a capacitor C4. The amount of phase shifts is defined with this time constant of R5 and C4. This amount of phase shifts shifts the phase of a reference signal so that the 1st and 2nd phase contrast detector 141,142 may operate to stability. In the condition that acceleration is not impressed, it is an electrical potential difference (4). Electrical potential difference (5) Phase contrast and electrical potential difference (6) Electrical potential difference (5) Phase contrast is set up so that it may be equally set to 90 [deg].

[0044] The differential amplifying circuit 144 consists of two or more resistance which defines amplifying circuits IC8, IC9, IC10, and IC11, those operating points, and gain. This differential amplifying circuit 144 is the output voltage (9) of the 1st phase contrast detector 141. The differential amplifier of the output voltage (10) of the 2nd phase contrast detector 142 is carried out, and output voltage (11) is outputted. IC11 offsets the reference voltage of an amplifying circuit IC 10 by the output voltage in that case. That is, the above-mentioned amount of offset is defined by adjustment of resistance R16, it determines that the right balance of a differential amplifying circuit is taken, and, thereby, the voltage signal proportional to acceleration is made to output.

[0045] Drawing 6 is a voltage signal (1). - (3) It is a wave form chart. (A) is in the condition that acceleration is not impressed. Since piezoelectric transducers s1 and s2 are the same properties at this time, it is a voltage signal (1). - (3) It becomes a same waveform (the same phase). (B) is an example in case

acceleration is impressed. Voltage signal which is criteria when acceleration is impressed (2) Receiving voltage signal (1) A phase progresses and it is a voltage signal (2). Receiving voltage signal (3) A phase changes to condition that a phase is overdue, to hard flow, respectively.

[0046] Voltage signal (1) Function  $Y_a(t)$  and voltage signal (2) The following relation will be realized if function  $R(t)$  and a voltage signal (3) are made into Function  $Y_b(t)$ .

[0047]

$$Y_a(t) = A \cos(\omega t + \theta(t)) \quad \text{-- [Formula 1]}$$

$$Y_b(t) = A \cos(\omega t - \theta(t)) \quad \text{-- [Formula 2]}$$

$$R(t) = \frac{Y_a(t) + Y_b(t)}{2} = A \cos \omega t \cos \theta(t) \quad \text{-- [Formula 3]}$$

Here, A is the time function of the phase change from which oscillation angular frequency and t are produced by time amount, and the amplitude and omega produce  $\theta(t)$  with acceleration.

[0048] [A formula 1] and [a formula 2] to voltage signal (1) (3) It turns out that a phase modulation is carried out by acceleration. Moreover, [a formula 3] to voltage signal (2) Amplitude modulation is carried out by acceleration and it turns out that change of a phase is not produced.

[0049] In drawing 7 , when acceleration is not impressed, (B) shows (A) about the case where acceleration is impressed, respectively. voltage signal (4) Voltage signal (1) in drawing 5 the first rank of the 1st phase contrast detector 141 -- it shapes in waveform with an inverter IC 4. the same -- voltage signal (6) Voltage signal (3) the first rank of the 2nd phase contrast detector 142 -- it shapes in waveform with an inverter IC 6. Voltage signal (5) Voltage signal (2) It is the wave which carried out phase adjustment.

[0050] Since a phase comparison circuit needs to shift the phase of a comparison wave 90 degrees beforehand to the extent that the exclusive OR gate was used, the phase adjustment circuit 143 is adjusting the phase of a voltage signal (2), as shown in drawing 7 R>7, so that the phase contrast in the condition that acceleration is not impressed may become 90 degrees. Voltage

signal (7) The output of exclusive OR-gate IC5 of the 1st phase contrast detector 141, and (8) It is the output of exclusive OR-gate IC7 of the 2nd phase contrast detector 142.

[0051] When acceleration is impressed, it is a voltage signal (5). It is a voltage signal (4) to a phase. A phase progresses and it is a voltage signal (6). To condition that a phase is overdue, it is a voltage signal (4). Voltage signal (6) A phase change becomes hard flow mutually. Voltage signal (7) (8) The output from the exclusive OR gate serves as an PWM (Pulse Density Modulation) wave from which the duty ratio of an output wave changes with acceleration so that a wave may show.

[0052] This PWM wave is a smoothing circuit by R6 and C5 in the phase contrast detector 141,142 shown in drawing 5 , and is a smoothing circuit by R7 and C6, and smoothness is carried out, respectively.

[0053] Drawing 8 is the above-mentioned voltage signal (9). Electrical-potential-difference change of - (11) is shown. An axis of abscissa is acceleration and an axis of ordinate is an electrical potential difference here.

[0054] Voltage signal (9) A function \*\*\*\* 2 is realized in a function \*\*\*\* 1 and a voltage signal (10), and Function Vd, then the following formula are realized in a voltage signal (11).

[0055]

$$****1 = V_{ccx} (\phi/\pi - \theta\alpha/\pi) \quad \text{[Formula 4]}$$

$$****2 = V_{ccx} (\phi/\pi + \theta\alpha/\pi) \quad \text{[Formula 5]}$$

$$V_d = V_{ccx} \beta \alpha (****2 - ****1) + \gamma = \beta \alpha V_{ccx} (2\phi/\pi - 2\theta\alpha/\pi) + \gamma \quad \text{[Formula 6]}$$

$$\text{However, } 0 < \phi < \pi \quad \text{[Formula 7]}$$

$$0 \leq ****1 \leq V_{cc} \quad \text{[Formula 8]}$$

$$0 \leq ****2 \leq V_{cc} \quad \text{[Formula 9]}$$

It comes out. It is here and, for the phase change coefficient per acceleration IG, and alpha, acceleration and Vcc are [ phi / the amount of phase shifts of a phase adjustment circuit, and theta / the circuit gain of a differential amplifying circuit

and gamma of supply voltage and beta ] the reference voltages (= output voltage of IC11) of a differential amplifying circuit.

[0056] This [formula 7] As already stated, the amount phi of phase shifts of a phase adjustment circuit is set to 90 [deg] ( $\pi/2$  [rad]) so that - [a formula 9] may be realized in stability. Moreover, it is referred to as beta= 100, and  $V_{cc}=5[V]$  gamma= $V_{cc} / 2$  in this example.

[0057] In addition, with this 1st operation gestalt, although only the piezoelectric transducer and the capacitor were used for the bridge circuit, it does not limit to this. A capacitor, resistance, the inductor, the active element, etc. may be contained other than the piezoelectric transducer in the impedance circuits Z1 and Z2 shown in drawing 1 . Moreover, resistance, the inductor, the active element, etc. may be similarly contained about the impedance circuits Z3 and Z4. When it is in the condition that acceleration is not impressed, it is  $z_1xz_4=z_2xz_3$ . -- [Formula 10]

If each constant is set up so that it can regard, it will act like the case where it mentions above.

[0058] Next, the configuration of the acceleration sensor concerning the 2nd operation gestalt is explained with reference to drawing 9 and drawing 10 . If it contrasts with drawing 1 , the acceleration sensor shown in this drawing 9 is changing the configuration of a bridge circuit 110 with the 1st operation gestalt so that clearly. Namely, a bridge circuit 110 is equipped with the impedance circuit Z1 containing a piezoelectric transducer s1, the impedance circuit Z2 containing a piezoelectric transducer s2, the load-impedance circuit Z3 containing Capacitor C1, and the load-impedance circuit Z4 containing a capacitor C2. Z1 and Z2 -- a node p4 -- Z2 and Z4 are connected at a node p3, Z3 and Z4 are connected to a node p1 for Z1 and Z3 at a node p2, respectively, and the node p4 is made into the reference potential. The configuration of other parts is the same as that of the case of the 1st operation gestalt.

[0059] Thus, even if it uses the bridge circuit which made the node of piezoelectric transducers the reference potential, it acts like the case of the 1st

operation gestalt, and the same effectiveness is acquired. However, as shown in drawing 10 , the return signal processing circuit 130 is constituted so that the oscillator circuit by the bridge circuit 110, the partial pressure impedance circuit 120, and the return signal processing circuit 130 may oscillate to stability.

[0060] In drawing 10 , the configuration of IC1, R3, R4, and C3 part is the same as that of the return signal processing circuit 130 shown in drawing 5 . In drawing 10 , R17 and C8 constitute the phase shift circuit, and only -340 [deg] (= +20 [deg]) shifts a phase in this whole return signal processing circuit. In addition, in the example shown in this drawing 10 , the inverter IC 12 is formed in the output section of the return signal processing circuit 130 as a buffer. The exact amount of phase shifts can be obtained with this buffer, without being based on the circuitry of a bridge circuit 110.

[0061] Next, the configuration of the acceleration sensor concerning the 3rd operation gestalt is explained with reference to drawing 11 . The acceleration sensor shown in drawing 11 has given the output signal of the return signal processing circuit 130 to the input of the phase adjustment circuit 143. Even if it is such a configuration, a voltage signal opposite phase-related [ according to change of acceleration ] can be made to output from the 1st and 2nd phase contrast detector 141,142.

[0062] Next, the configuration of the acceleration sensor concerning the 4th operation gestalt is explained with reference to drawing 12 and drawing 13 . The acceleration sensor shown in drawing 12 has given the output signal of the phase shift circuit 131 in the return signal processing circuit 130 to the input of the phase adjustment circuit 143. Even if it is such a configuration, a voltage signal opposite phase-related [ according to change of acceleration ] can be made to output from the 1st and 2nd phase contrast detector 141,142.

[0063] Drawing 13 shows the example of circuitry of the return signal processing circuit 130. This circuit is the same as the circuit of already explained drawing 10 , takes out a predetermined phase shift signal from the middle of a circuit, and gives it to a phase adjustment circuit. Therefore, as long as it defines suitably the

amount of phase shifts in this return signal processing circuit 130, the phase adjustment circuit 143 may be omitted. For example, what is necessary is just to take out the signal [ middle / of a return signal processing circuit ] shifted before and after -90 [deg] or -270 [deg] (= +90 [deg]), when only the phase adjustment circuit -90 [deg] needs to shift [ 143 ] a phase. Namely, what is necessary is to omit the phase adjustment circuit 143 in this case, and just to give directly the signal taken out from the middle of the return signal processing circuit 130 as the 1st-2nd reference signal.

[0064] Next, the configuration of the acceleration sensor concerning the 5th operation gestalt is explained with reference to drawing 14 and drawing 15 . Drawing 14 is the circuit diagram of the phase contrast detector where what was shown in drawing 5 differs. This uses an R-S flip-flop. For example, when applying the circuit shown in drawing 14 to the 1st and 2nd phase contrast detector shown in drawing 11 , the phase of a reference signal sets the phase of a reference signal beforehand that only -180 [deg] or -540 [deg] (= +180 [deg]) has shifted to the signal for a phase contrast comparison in the condition that acceleration is not impressed.

[0065] Drawing 15 shows the example at the time of preparing the circuit shown in drawing 14 as 1st phase contrast detector. Here, it is (1). An input signal and Q are Q outputs of an R-S flip-flop. As for (A) of drawing 15 , the acceleration of the condition that acceleration is not impressed, and (B) is in the condition currently impressed. Thus, the duty ratio of Q output changes according to the phase contrast of the input signal over a reference signal. As shown in drawing 14 , the voltage signal according to acceleration is outputted by carrying out smoothness of the Q output to resistance by the capacitor, having corresponded to duty ratio.

[0066] In drawing 11 , if the circuit shown in the 1st and 2nd phase contrast detector in drawing 11 at drawing 14 since this was close to the ideal phase contrast -180 of the above-mentioned reference signal [deg] when the amount of phase shifts in the return signal processing circuit 130 was -200 [deg] is prepared,

the phase adjustment circuit 143 is omissible.

[0067] In addition, since the oscillator circuit of an acceleration sensor shown with each operation gestalt is moreover making differential connection using the piezoelectric transducer, its frequency characteristics and phase characteristic are stable. Therefore, the output of this oscillator circuit may be taken out outside and you may use as a clock signal to other logical circuits. Thereby, the clock signal generating circuit of dedication is omissible.

[0068]

[Effect of the Invention] According to this invention, the bridge circuit where the direction of the stress added with acceleration contains two reverse piezoelectric transducers and two capacitors of each other is constituted. Prepare a partial pressure impedance circuit between the balanced output, return the signal of the partial pressure point of this partial pressure impedance circuit to a node by the return signal processing circuit, constitute an oscillator circuit, and the oscillation output phase contrast between the balanced outputs of a bridge circuit is detected. Since it was made to output this as an acceleration detecting signal, the following effectiveness is done so.

[0069] Even if it cannot be easily influenced of the parasitic capacitance of the circuit board since a capacitor with comparatively big electrostatic capacity serves as a load, therefore an oscillator circuit uses neither coating nor a hermetic seal package, it can secure high dependability. The property only in a component simple substance can also be guaranteed. Since sensibility becomes high in proportion to Q of resonance, there is no sensibility lowering by the RF. Therefore, even if it uses a small piezoelectric transducer, predetermined detection sensitivity is obtained, and it can miniaturize in the whole.

[0070] Since a phase contrast digital disposal circuit detects a phase change, it can be constituted from a binary-logic circuit and it becomes easy to RF correspond it. Therefore, even if it miniaturizes a piezoelectric transducer, for example, makes resonance frequency high with several MHz - dozens of MHz, IC-ization of a circuit becomes easy by low cost.

[0071] Moreover, according to this invention, a part for an inphase noise component or circuit fluctuation is cancellable by using as a differential mold all of the bridge circuit and phase contrast digital disposal circuit of an oscillator circuit which detect acceleration. Furthermore, since the relative variation of each component property inside IC is small when a circuit is IC-ized, bigger effectiveness is acquired.

[0072] Moreover, by establishing a phase adjustment circuit in the part inputted into the 1st and 2nd phase contrast detector, and adjusting the phase of those reference signals, the acceleration sensor of this invention can optimize the response of the acceleration detection result of the phase contrast in a phase contrast digital disposal circuit, and can raise acceleration detection precision.

---

[Translation done.]

\* NOTICES \*

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

#### DESCRIPTION OF DRAWINGS

---

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] The block diagram showing the configuration of the whole acceleration sensor concerning the 1st operation gestalt

[Drawing 2] The appearance perspective view of a piezoelectric transducer

[Drawing 3] The decomposition perspective view of a piezoelectric transducer

[Drawing 4] The decomposition perspective view of the important section of a piezoelectric transducer

[Drawing 5] The circuit diagram of the whole acceleration sensor concerning the 1st operation gestalt

[Drawing 6] The wave form chart of each part of this acceleration sensor

[Drawing 7] The wave form chart of each part of this acceleration sensor

[Drawing 8] Drawing showing the relation between the output voltage of a phase contrast detector and a differential amplifying circuit, and acceleration

[Drawing 9] The block diagram showing the configuration of the whole acceleration sensor concerning the 2nd operation gestalt

[Drawing 10] The circuit diagram of the return signal processing circuit in this acceleration sensor

[Drawing 11] The block diagram showing the configuration of the whole acceleration sensor concerning the 3rd operation gestalt

[Drawing 12] The block diagram showing the configuration of the whole acceleration sensor concerning the 4th operation gestalt

[Drawing 13] The circuit diagram of the return signal processing circuit in this acceleration sensor

[Drawing 14] The circuit diagram showing the configuration of the phase contrast detector of the acceleration sensor concerning the 5th operation gestalt

[Drawing 15] The wave form chart of an equiphase difference detector

[Description of Notations]

s, s1, an s2-piezoelectric transducer

2, 3-acceleration sensing element

5-case member

6-covering member

20, 30-resonator

23, 33-base plate

---

[Translation done.]

\* NOTICES \*

JPO and NCIPI are not responsible for any  
damages caused by the use of this translation.

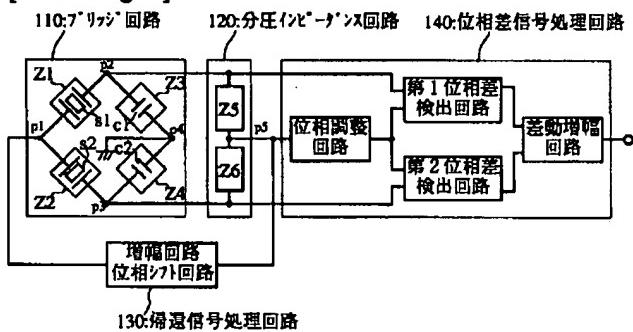
1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

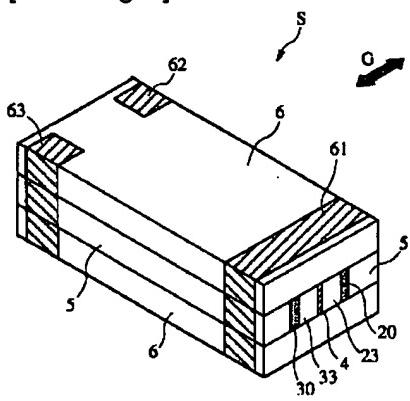
DRAWINGS

---

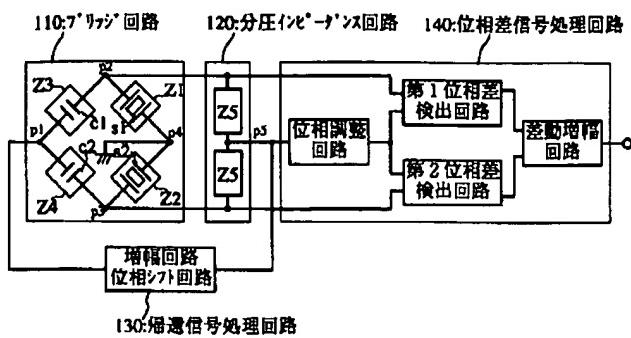
[Drawing 1]



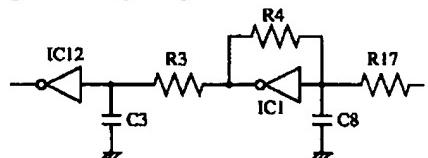
[Drawing 2]



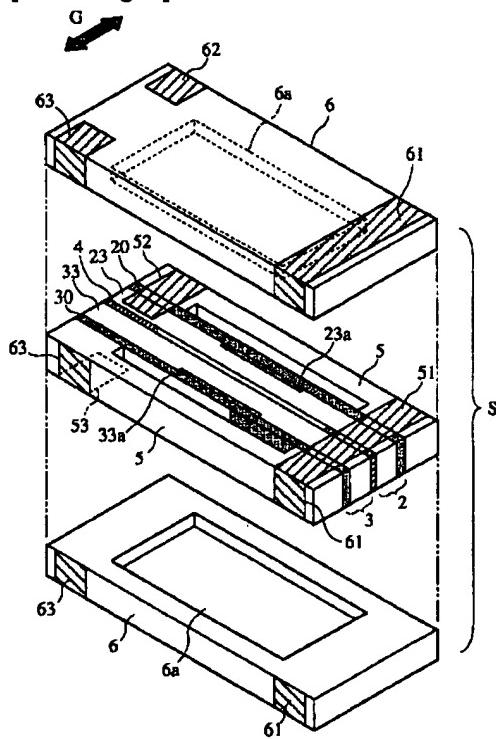
[Drawing 9]



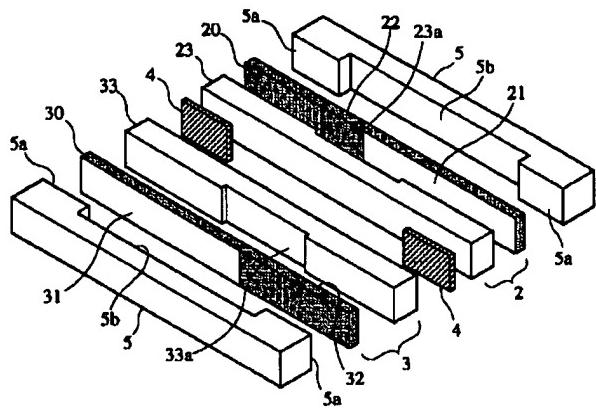
[Drawing 10]



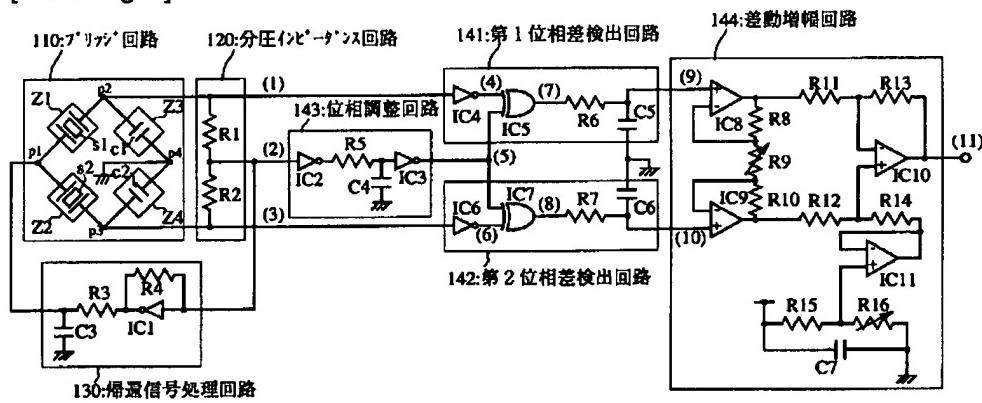
[Drawing 3]



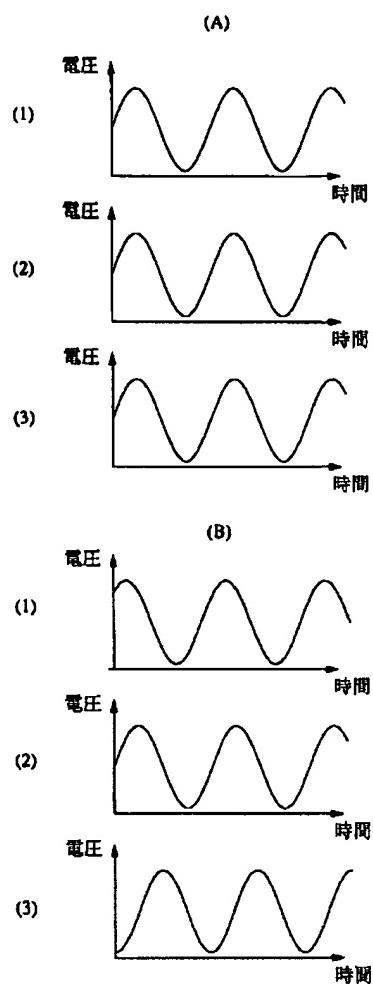
[Drawing 4]



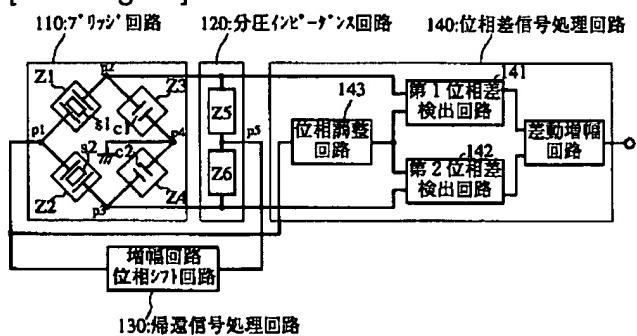
[Drawing 5]



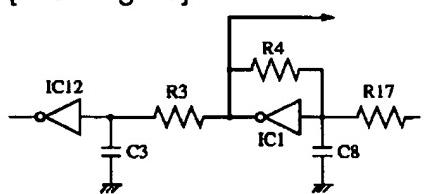
[Drawing 6]



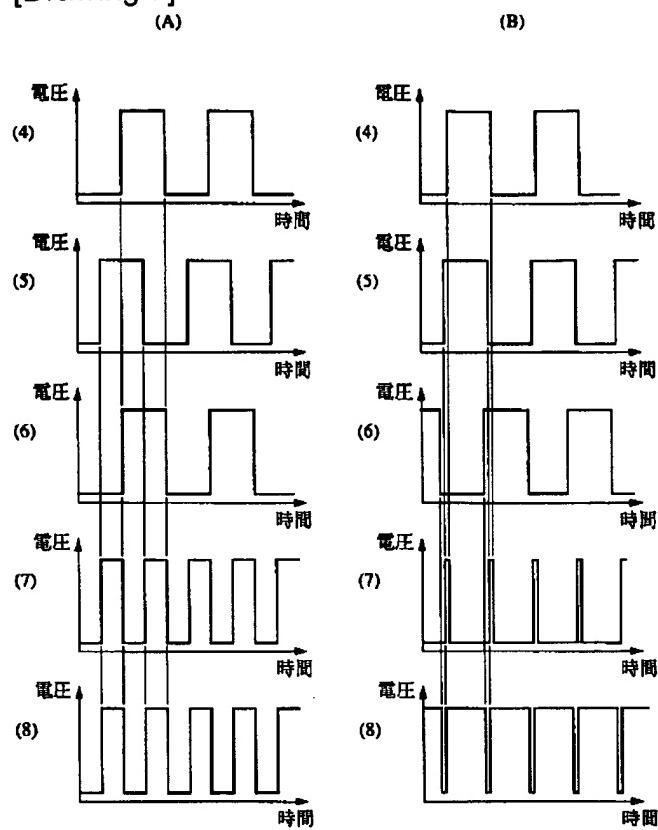
[Drawing 11]



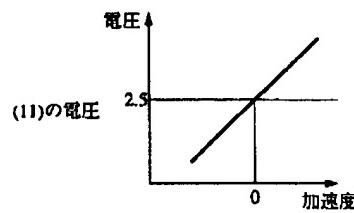
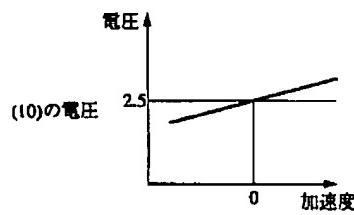
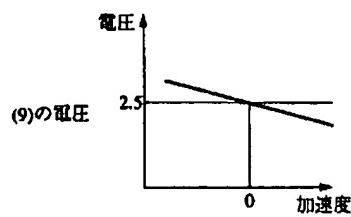
[Drawing 13]



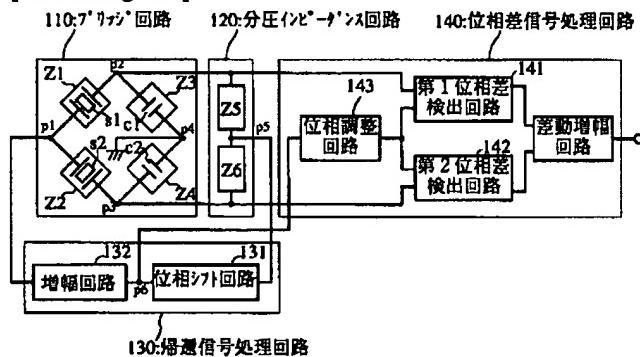
[Drawing 7]



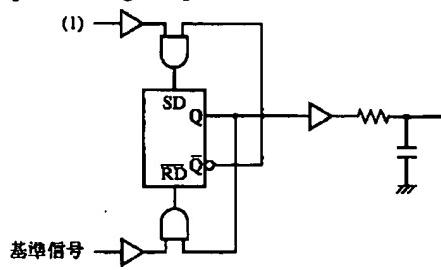
[Drawing 8]



[Drawing 12]

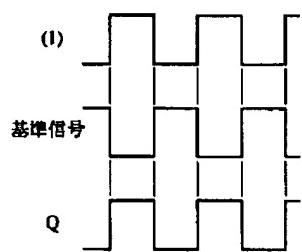


[Drawing 14]

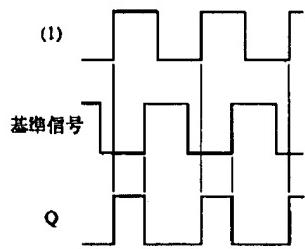


[Drawing 15]

(A)



(B)



---

[Translation done.]